

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.**



① BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENT- UND
MARKENAMT

⑫ Übersetzung der
europäischen Patentschrift

⑤ Int. Cl.⁷:
H 03 D 7/16

⑦ EP 0 739 090 B 1

⑩ DE 696 16 136 T 2

- ② Deutsches Aktenzeichen: 696 16 136.2
③ Europäisches Aktenzeichen: 96 105 912.8
④ Europäischer Anmeldetag: 16. 4. 1996
⑥ Erstveröffentlichung durch das EPA: 23. 10. 1996
⑧ Veröffentlichungstag
der Patenterteilung beim EPA: 24. 10. 2001
⑨ Veröffentlichungstag im Patentblatt: 20. 6. 2002

DE 696 16 136 T 2

- ③ Unionspriorität:
951918 21. 04. 1995 FI
- ⑦ Patentinhaber:
Nokia Mobile Phones Ltd., Salo, FI
- ⑦ Vertreter:
TER MEER STEINMEISTER & Partner GbR
Patentanwälte, 81679 München
- ⑧ Benannte Vertragsstaaten:
DE, FR, GB, SE

- ⑦ Erfinder:
Rapeli, Juha, 90570 Oulu, FI

- ⑤ Verfahren und Gerät zur Erzeugung und zur Bearbeitung von Quadratsignalen

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patent- und Markenamt inhaltlich nicht geprüft.

DE 696 16 136 T 2

Die Erfindung bezieht sich auf ein Verfahren und einen Transceiver (Sender-Empfänger) zum Erzeugen eines komplexen I/Q-Signals bei einer Sendefrequenz und zum Empfangen desselben bei einer Empfangsfrequenz.

- 5 Der Gegenstand der Erfindung ist ein Transceiver auf der Grundlage der I/Q-Architektur. I/Q-Transceiver werden allgemein bei der auf der Phasenmodulation basierenden digitalen Funkfrequenz-Datenübertragung verwendet. Im allgemeinen ist diese Art von Transceiver auch linear, was bedeutet, daß die Amplitude des vom Empfänger erhaltenen Ausgangssignals
- 10 zur Amplitude eines Eingangssignals linear proportional ist.

- Fig. 1 zeigt einen herkömmlichen Funkfrequenztransceiver, bei dem der Empfang auf der Direktumwandlung basiert. Für den Empfang werden die von der Antenne 1 kommenden empfangenen Signale über den Duplexer 2
- 15 (Sende-Empfangsweiche), der die Sende- und Empfangssignale trennt, zum Empfänger 3 geleitet, wovon in Fig. 1 lediglich die Teile gezeigt sind, die für die Beschreibung der Prinzipien der Erfindung wesentlich sind. Das durch Direktumwandlung empfangene Signal wird in Form von Nullfrequenz-I- und Q-Vektoren der Trägerschwingung ausgedrückt und
- 20 ferner in digitale abgetastete Daten $I_{RX}(t_n)$ und $Q_{RX}(t_n)$ A/D-konververtiert.

Das empfangene Signal sei:

$$U_{RX}(t) = A(t) \cdot \cos\{\omega_c t + \phi(t)\}, \quad (1)$$

- wobei $A(t)$ die Signalamplitude als Funktion der Zeit ist, ω_c die Kreisfrequenz der Trägerschwingung ist und $\phi(t)$ die Phase der Trägerschwingung ist, wobei $\phi(t)$, das sich in Abhängigkeit von der Zeit ändert, insbesondere im Fall der Phasenmodulation, die Modulation repräsentiert. Der Wert der Gleichung (1) zum Zeitpunkt t_n im Zeitbereich ist in Fig. 2 als Vektor 21 dargestellt. Der Empfang erfolgt in der Weise, daß
- 30 im Empfänger zwei Signale $U_I(t)$ und $U_Q(t)$ mit der Trägerschwingungsfrequenz ω_c gebildet werden, wovon das eine, d. h. die I-Komponente, die gleiche Phase wie die unmodulierte Trägerschwingung besitzt, d. h.:

$$U_I(t) = \cos(\omega_c t), \quad (2)$$

und die Q-Komponente, d. h. diejenige Komponente, die zur obigen Komponente um 90 Grad phasenverschoben ist,

$$U_Q(t) = \sin(\omega_c t)$$

(3)

ist.

5

Durch Multiplizieren von $U_{RX}(t)$ mit diesen lokalen Signalen $U_I(t)$ und $U_Q(t)$ und durch Tiefpaßfilterung der erhaltenen Ergebnisse werden für die Ausgangssignale der I- und Q-Zweige zum Zeitpunkt t_n im Zeitbereich die folgenden Gleichungen erhalten:

$$I(t_n) = A(t_n) \cdot \cos \phi(t_n), \quad Q(t_n) = A(t_n) \cdot \sin \phi(t_n);$$

(4)

die durch die I-Komponente 22 und die Q-Komponente 23 in der Vektordarstellung von Fig. 2 veranschaulicht sind. Entsprechend erfolgt die Modulation für das Senden im in Fig. 1 gezeigten Modulator 4 in der Weise, daß die unmodulierten I- und Q-Komponenten mit der gewünschten Trägerschwingungsfrequenz ω_c mit den Modulationen $I_{TX}(t)$ und $Q_{TX}(t)$ multipliziert werden und im Addierer 7 zu einem gewünschten modulierten Sendesignal summiert werden. Die Genauigkeitsanforderung für die Phasendifferenz zwischen den I- und Q-Komponenten liegt in der Größenordnung von einigen Grad. Die Implementierung des I/Q-Transceivers ist ziemlich schwierig, da die Wellenlänge für ein 1-GHz-Signal auf der Leiterplatte (im Material der Leiterplatte) des Transceivers etwa 10 cm beträgt, wodurch in den Leitern zwischen den verschiedenen Teilen des Transceivers eine Phasenverschiebung von einigen zehn Grad auftritt. Zudem tritt in den Verstärkerstufen ohne weiteres eine Phasenverschiebung von einigen zehn Grad auf, wobei die Phasenverschiebung häufig von der Temperatur abhängt und sich von Einheit zu Einheit ändert, weshalb sie schwer zu meistern ist. Für eine 2-GHz-Frequenz beträgt die Wellenlänge auf der Leiterplatte nur 5 cm, wobei die Phasenverschiebung in den Verstärkern größer als bei der 1-GHz-Frequenz ist. Deshalb ist das Leiten der I- und Q-Signale oder der lokalen Frequenzen U_I und U_Q von einem Synthesizer zu den Multiplizierern unter Beibehaltung der 90°-Phasenverschiebung problematisch.

Die Implementierung der obenbeschriebenen herkömmlichen Lösungen auf diskreten Komponenten oder auf integrierten Schaltungen erfordert eine hohe Linearität der Multiplizierer und die Vermeidung von Leckverlusten

der Eingangssignale, d. h. eine gute Isolierung, eine genaue Steuerung der Phasenverschiebung der Multiplizierer und der Eingangssignale, um die 90°-Phasenverschiebung mit einer Genauigkeit von einigen Grad zu implementieren, sowie eine Implementierung der 90°-Phasenverschiebung
5 in der Weise, daß sie von der Frequenz unabhängig ist.

Ein herkömmliches Verfahren/eine herkömmliche Einrichtung zur Implementierung der 90°-Phasenverschiebung, die von der Frequenz unabhängig ist, ist in Fig. 3a gezeigt, wobei die Eingangsfrequenz in einem
10 Frequenzverdoppler 31 verdoppelt wird, der Q-Zweig in einem invertierenden Verstärker wie etwa dem NICHT-Glied 32 invertiert wird, was einer 180°-Phasenverschiebung entspricht, und schließlich die I- und Q-Signale in zwei Dividierern 33 und 34 durch zwei geteilt werden. Wenn die Gesamtverzögerungen der I- und Q-Zweige von Punkt A zu den Punkten
15 B1 und B2 gleich sind und die vom Verstärker 32 verursachte Phasenverschiebung 180 Grad beträgt, besitzen die Ausgangssignale U_I und U_Q eine Phasenverschiebung von 180 Grad zueinander. Dies ist in Fig. 3b veranschaulicht, in der die Signale in verschiedenen Punkten A, B, B', B1, B2 in der Schaltung aus Fig. 3a gezeigt sind. Die Schaltung aus Fig. 3a ist
20 funktional und kann integriert sein, jedoch sind die Strukturen teilweise redundant, verbrauchen Leistung und erfordern den Betrieb auf einer Frequenz, die doppelt so hoch wie die RF-Frequenz der Ausrüstung ist. Folglich beträgt die Betriebsfrequenz der Dividierer in 1-GHz-Funkgeräten beispielsweise 2 GHz, während die Schaltung in Einrichtungen, die auf
25 2-GHz-Frequenzen arbeiten, auf einer 4-GHz-Frequenz betrieben wird, wodurch in integrierten Schaltungen (in denen solche hohen Betriebsfrequenzen schwer zu erzielen sind) Probleme mit dem Silicium entstehen.

30 Das Dokument WO 94/14247 offenbart einen Transceiver, der eine Lösung zur Bereitstellung von Mischersignalen sucht, die genau eine Phasenverschiebung von 90 Grad besitzen. Dies erfolgt durch ein Flipflop-Paar, das ein Taktsignal mit einer Frequenz empfängt, die doppelt so hoch wie jene der Mischersignale ist. Die um 90 Grad phasenverschobenen
35 Mischersignale werden zu Mischern geleitet, um I- und Q-Signale zu liefern, die um 90 Grad zueinander phasenverschoben sind. Mischersignale besitzen als Empfangsfrequenz gewöhnlich die gleiche Amplitude. Nach der

Lösung des WO-Dokuments entsteht die Notwendigkeit, eine Frequenz von etwa dem Doppelten der Betriebsfrequenz des Transceivers zu erzeugen.

Sowohl die Schaltungsstrukturen als auch die physischen Abstände
 5 zwischen den verschiedenen Teilen des Transceivers rufen
 Phasenverschiebungen hervor, die nur durch Implementierung sowohl der
 Phasenschieber als auch der Mischer auf derselben integrierten Schaltung
 oder durch sorgfältige Abstimmung der Funktionen auf verschiedenen
 Schaltungen und der Leiterlängen zwischen diesen teilweise gesteuert
 10 werden können. Bei Transceivern gemäß dem Stand der Technik hat die
 Praxis erwiesen, daß die Phasenverschiebung sowohl auf Schaltungen als
 auch in den Kopplungen zwischen diesen experimentell entworfen werden
 muß. Ferner treten wegen individueller Unterschiede oder Tem-
 peraturänderungen in den Schaltungen und Teilen Probleme auf.

15 Der Vorschlag der vorliegenden Erfindung besteht in der Beseitigung der
 obenerwähnten Probleme. Insbesondere kann mit Hilfe der Erfindung die
 Phasendifferenz zwischen den I- und Q-Zweigen auf den
 Mischerschaltungen unabhängig von den Phasenverschiebungen zwischen
 20 den Frequenzsynthesizern und den Mixern oder deren Schwankungen
 genau gesteuert werden, so daß zur Implementierung der
 Phasenverschiebung weder doppelte Betriebsfrequenzen noch
 frequenzabhängige Phasenschieber erforderlich sind. Die Erfindung kann
 verwendet werden, um Phasenprobleme von RF-Signalen, die in I/Q-
 25 Transceivern grundsätzlich auftreten, zu beseitigen, die
 Genauigkeitsanforderungen für Multiplizierer, die als Mischer und
 Modulatoren verwendet werden, können wesentlich herabgesetzt werden,
 und der Betrieb der Einrichtung wird in einem breiten Frequenzbereich und
 im wesentlichen in zwei Frequenzbereichen ermöglicht, wobei die einen
 30 Frequenzen vorzugsweise doppelt so hoch wie die anderen sind. Die
 obenerwähnten Ziele werden durch Anordnen von zwei Fre-
 quenzsynthesizern im Transceiver zum Bereitstellen eines ersten Mischersi-
 gnals zum Mischen des Eingangssignals des Empfängers (I-Komponente im
 I-Zweig genannt) in ein niedrigerfrequentes I-Signal und zum Bereitstellen
 35 eines zweiten Mischersignals zum Mischen des Eingangssignals des
 Empfängers (Q-Signal im Q-Zweig genannt) in ein niedrigerfrequentes
 Q-Signal erreicht. Die genaue 90°-Phasendifferenz der I- und Q-Signale wird
 erstens durch Einstellen der empfangenen I- und Q-Signale auf die gleiche

Phase und anschließend durch Steuern der Mischersignale in eine Phasenverschiebung von 90 Grad zueinander implementiert. In dieser Weise wird sichergestellt, daß die I- und Q-Signale eine Phasenverschiebung von 90 Grad zueinander besitzen.

5

Wenn bei der Implementierung der 90°-Phasenverschiebung zwei verschiedene Frequenzsynthesizer verwendet werden, können dieselben Frequenzsynthesizer ferner zur Bereitstellung zweier verschiedener Sendefrequenzen verwendet werden. Eine höhere Sendefrequenz wird durch Mischen der ersten und zweiten Mischersignale gebildet, wovon 10 eines moduliert wurde, um das Summensignal daraus als Ausgang zu bilden und bereitzustellen. Eine niedrigere Sendefrequenz wird unmittelbar aus dem anderen Mischersignal gewonnen.

15 Ferner kann der erfindungsgemäße Transceiver verwendet werden, um zwei verschiedene Empfangsfrequenzen zu empfangen. In diesem Fall wird vor dem Mischen der I- und Q-Signale in niedrigerfrequente I- und Q-Signale das höherfrequente Empfangssignal unter Verwendung des ersten Mischersignals in eine niedrigere Empfangsfrequenz abwärtsgemischt, 20 während der Empfänger auf der höheren Empfangsfrequenz betrieben wird. Wenn der Empfänger auf der niedrigeren Empfangsfrequenz betrieben wird, wird das Empfangssignal lediglich mit einem Nullfrequenzsignal gemischt, wodurch die Frequenz des empfangenen Signals nicht verändert wird.

25 Der erfindungsgemäße Transceiver zum Erzeugen komplexer I/Q-Signale auf einer Sendefrequenz und zum Empfangen derselben auf einer Empfangsfrequenz, welcher:

- einen ersten Zweig zum Verarbeiten der I-Komponente des empfangenen Signals,
 - 30 - einen zweiten Zweig zum Verarbeiten der Q-Komponente des empfangenen Signals umfaßt,
 - wobei der erste Zweig einen ersten Mischer zum Mischen der I-Komponente des empfangenen Signals in ein niedrigerfrequentes I-Signal enthält und
 - 35 - wobei der zweite Zweig einen zweiten Mischer zum Mischen der Q-Komponente des empfangenen Signals in ein niedrigerfrequentes Q-Signal enthält,
- ist dadurch gekennzeichnet, daß er umfaßt:

- einen ersten Frequenzsynthesizer zum Bilden eines ersten Mischersignals für den ersten Mischer, um die I-Komponente in das I-Signal zu mischen, und
- einen zweiten Frequenzsynthesizer zum Bilden eines zweiten Mischersignals für den zweiten Mischer, um die Q-Komponente in das Q-Signal zu mischen, sowie
- Steuerungsmittel, um nach dem Orten des auf der Empfangsfrequenz zu empfangenden Signals zuerst das erste und das zweite Mischersignal in die gleiche Phase hinsichtlich ihrer Mischeffekte zu steuern, und
- 10 anschließend, nachdem festgestellt wurde, daß die niedrigerfrequenten I- und Q-Signale in Phase sind, beim Empfang von Signalen das erste und das zweite Mischersignal hinsichtlich ihrer Mischeffekte in eine Phasenverschiebung von 90 Grad zueinander zu steuern, um die niedrigerfrequenten I- und Q-Signale in eine Phasenverschiebung von 90
- 15 Grad zueinander zu bringen.

Das erfindungsgemäße Verfahren zum Modulieren und Mischen komplexer I/Q-Signale auf einer Sendefrequenz und auf einer Empfangsfrequenz, welches

- 20 - das Verarbeiten der I-Komponente des empfangenen Signals in einem ersten Zweig,
 - das Verarbeiten der Q-Komponente des empfangenen Signals in einem zweiten Zweig,
 - das Mischen der I-Komponente des empfangenen Signals im ersten
 - 25 Zweig in ein niedrigerfrequentes I-Signal und
 - das Mischen der Q-Komponente des empfangenen Signals im zweiten Zweig in ein niedrigerfrequentes Q-Signal,
- umfaßt, ist dadurch gekennzeichnet, daß empfangsseitig die folgenden Schritte durchlaufen werden:
- 30 - ein erster Frequenzsynthesizer wird verwendet, um ein erstes Mischersignal zu bilden, das verwendet wird, um die I-Komponente des empfangenen Signals in ein niedrigerfrequentes I-Signal zu mischen, und
 - ein zweiter Frequenzsynthesizer wird verwendet, um ein zweites Mischersignal (f_{LQ}) zu bilden, das verwendet wird, um die Q-Komponente
 - 35 des empfangenen Signals in ein niedrigerfrequentes Q-Signal zu mischen, und
 - das erste und das zweite Mischersignal werden nach dem Orten des auf der Empfangsfrequenz zu empfangenden Signals zuerst in die gleiche

Phase hinsichtlich ihrer Mischeffekte gesteuert, wodurch das niedrigerfrequente I-Signal und das niedrigerfrequente Q-Signal nach dem Mischen die gleiche Phase besitzen, und

5 - anschließend, nachdem festgestellt wurde, daß die niedrigerfrequenten I- und Q-Signale in Phase sind, werden die Mischersignale in eine Phasenverschiebung von 90 Grad zueinander gesteuert, wodurch das niedrigerfrequente I-Signal und das niedrigerfrequente Q-Signal eine Phasenverschiebung von 90 Grad zueinander besitzen.

10 Die Erfindung wird im folgenden unter Bezugnahme auf die beigefügte Zeichnung genau beschrieben, worin:

Fig. 1 die Struktur eines Transceivers des Standes der Technik hinsichtlich der Modulation zeigt,

15

Fig. 2 die Vektordarstellung der I- und Q-Signale zeigt,

Fig. 3a eine Lösung des Standes der Technik zur Implementierung der 90°-Phasenverschiebung zeigt,

20

Fig. 3b die Schritte und Phasen von Signalen in verschiedenen Punkten des in Fig. 3b gezeigten Blockschaltbildes zeigen,

Fig. 4 den erfindungsgemäßen Transceiver in einer seiner Betriebsarten zeigt,

25

Fig. 5 eine PLL-Synthesizerschaltung zeigt,

Fig. 6 den erfindungsgemäßen Transceiver in einer anderen Betriebsart zeigt,

30

Fig. 7 ein Beispiel für die Sende- und Empfangsfrequenzbereiche eines Mobilfunksystems zeigt, das in zwei verschiedenen Frequenzbereichen betrieben wird, und

35

Fig. 8 die in der Erfindung verwendeten Synthesizerfrequenzen für verschiedene Mobilfunksysteme zeigt.

Die Frequenzerzeugung des erfindungsgemäßen Transceivers für einen Sende- und Empfangsfrequenzbereich ist in Fig. 4 gezeigt. Als Beispiel wird angenommen, daß die Sendefrequenz f_{TX} 890 MHz beträgt und die Empfangsfrequenz f_{RX} 935 MHz (was die niedrigste Frequenz des Empfangsbereichs im GSM-Mobilfunksystem ist) beträgt und daß das Senden nicht gleichzeitig mit dem Empfangen erfolgt, d. h. daß beispielsweise Zeitvielfachzugriff (TDMA) angewandt wird, bei dem das Senden und das Empfangen in verschiedenen Zeitschlitzten stattfindet. Der Empfänger arbeitet nach dem Direktumwandlungsprinzip, d. h., daß die Modulation auf einer RF-Frequenz direkt in Basisbandfrequenz-I- und Q-Vektoren umgewandelt wird. Die Direktumwandlung des empfangenen Signals ist z. B. in der Veröffentlichung EP 346 986 gezeigt. Die niedrigerfrequente I-Komponente des Eingangssignals f_{RX} wird durch dessen Mischen im Mischer 42 mit dem vom Ausgang des auf der Empfangsfrequenz f_{RX} arbeitenden Oszillators erhaltenen Signal f_{LI} und durch Filtern der vom Mischer 42 erhaltenen Ausgänge unter Verwendung des Filters 43 (wie etwa einem Tiefpaßfilter) erhalten. Entsprechend wird das Signal des Q-Zweigs im zweiten Mischer 421 in eine niedrige Frequenz gemischt und die gewünschte Frequenz im zweiten Filter 431 (wie etwa einem Tiefpaßfilter) aus den Mischergebnissen gefiltert. Das Empfangssignal f_{RX} und die unmodulierte lokale Frequenz f_{LQ} , die in etwa die gleiche Frequenz wie diese besitzt, werden als Eingangssignale zum Mischer 421 geleitet, wobei f_{LQ} die gleiche Frequenz wie das lokale Signal f_{LI} des I-Zweigs besitzt, jedoch bei einer Phasenverschiebung von 90 Grad in bezug auf jene. Die I- und Q-Signale werden ferner in den A/D-Wandlern 44 und 441 bei der Abtastfrequenz f_s in digitale Wörter umgewandelt und im Signalprozessor 45, dessen mit der Erfindung zusammenhängenden Funktionen weiter unten beschrieben werden, verarbeitet.

Die lokale Frequenz f_{LQ} wird erfindungsgemäß im Empfangszustand erzeugt, so daß das Ausgangssignal des Oszillators 411 zum Eingang 461 der Synthesizerschaltung 46 geleitet wird, wobei die Phasendifferenz der Synthesizerschaltung im Schleifenfilter 49 zu einem Steuersignal des spannungsgesteuerten Oszillators 411 gefiltert wird. Das Schleifenfilter 49 enthält im allgemeinen einen Integrator und ein Tiefpaßfilter zum Integrieren und Filtern der Phasendifferenz. Der Eingang 462 der Synthesizerschaltung 46 ist in diesem Stadium nicht wirksam. Die Synthesizerschaltung 46 ist geeignet, zusätzlich zur gewünschten Frequenz

eine gewünschte Phase und Modulation genau zu bilden. Lösungen, die sich auf die Modulationsfrequenzsynthese und die Modulation einer Offset-Frequenz beziehen, sind in den Patenten US 5 079 520 und US 5 325 075 näher beschrieben.

5

Der allgemeine Entwurf der inneren Schaltungsanordnung der zur Phasenmodulation geeigneten PLL-Synthesizerschaltung 46 ist in Fig. 5 gezeigt. Das Verfahren und die Schaltung sind im Patent US 5 025 075 (FI 90169) genauer beschrieben. Diese Art von Synthesizer ist dadurch

- 10 gekennzeichnet, daß durch eine kontinuierliche Aktualisierung der Multiplizierer k_1 und k_2 der Verzögerungselemente 62, 67 die Phase der VCO-Frequenz des Synthesizers durch irgendeinen Betrag der Phaseninkremente

$$\Delta\phi = \quad (5)$$

- 15 eingestellt werden kann, wobei k ein (ganzzahliges) Inkrement für die Verzögerungskoeffizienten k_1 und k_2 ist, I die teilende Anzahl der (durch den Dividierer 50 implementierten) Verzögerungselemente ist und L die Anzahl von Verzögerungsschritten für den im betreffenden Patent offenbarten Synthesizer ist. Typische numerische Werte für einen 900-MHz-
- 20 Synthesizer sind z. B. $I = 32$, $L = 64$, wodurch nach Gleichung (5) der 2π -Phasenkreis in $L(L + 1)/I$, d. h. in 130 Teile, geteilt wird, was hinreichend genau ist, um bei GSM-Mobilfunksystemen die Modulation und die 90° -Phasenverschiebung mit der gewünschten Genauigkeit zu implementieren. Die anderen inneren Teile des Synthesizers, der Prescaler
- 25 (digitaler Frequenzteiler) 71, der Dividierer 72 des VCO-Zweigs, der Modulus-Controller 73 des Prescalers, der Phasenkomparator 74 und der Dividierer 75 der Referenzfrequenz f_{ref} gleichen jenen im herkömmlichen PLL-Frequenzsynthesizer.

- 30 Die Gleichung

(6)

gilt für die Endfrequenz des Synthesizers in Fig. 5, wobei die Werte der Koeffizientenwerte P , M , A vom Controller-Teil 40 (Fig. 40) an die PLL-Synthesizerschaltung 46 gegeben werden.

35

Wenn ein phasenmodulierender Synthesizer verwendet wird, wird die Modulation direkt als Phase \emptyset an den Modulationseingang der PLL-Synthesizerschaltung 46 angelegt, weshalb keine getrennten I- und Q-Amplitudenmodulatoren mit entsprechenden RF-Addierern (z. B. 5, 6 und 5 7 in Fig. 1) erforderlich sind. Die verschiedenen Teile des Synthesizers nach Fig. 5 arbeiten bereits mit voreingestellten Parametern, die davon abhängen, ob das Eingangssignal der Synthesizerschaltung 46 ein Funkfrequenzsignal an den Eingang 461 oder ein Offset-Frequenzsignal an den Eingang 462 ist.

10

Die Tätigkeit des in Fig. 4 gezeigten Transceivers beginnt mit dem Starten der beiden Oszillatoren 41 und 411 und durch Anwendung eines herkömmlichen Verfahrens, das darauf abzielt, auf den Befehlskanälen des Mobilfunksystems nach einem Signal zu suchen. Sobald ein ausreichend starkes zu empfangendes Signal geortet wird, wird die Phasendifferenz der 15 lokalen Frequenzen f_{LQ} und f_{LI} durch den Synthesizer 46 gesteuert, bis vom Signalprozessor 45 erkannt wird, daß die Signale der I- und Q-Zweige in Phase sind. Der Signalprozessor 45 empfängt die in den A/D-Wandlern 44 und 441 umgewandelten I- und Q-Signale und bringt sie auf der Grundlage 20 von Abtastwerten $I(t_n)$ und $Q(t_n)$, die von den A/D-Wandlern erhalten wurden, in die gleiche Phase. Das Einstellen der I- und Q-Signale auf die gleiche Phase kann durch verschiedene herkömmliche Verfahren bewerkstelligt werden, z. B. in der Weise, daß die Phasendifferenz $\Delta\phi_k$ der lokalen Signale f_{LI} und f_{LQ} schrittweise modifiziert wird und die Korrelation 25 über N Abtastwerte zwischen den I- und Q-Signalen für jede Phasendifferenz $\Delta\phi_k$ nach der Formel:

(7)

über den Abtastwert berechnet wird, und zwar so, daß die Menge von Abtastwerten bezüglich der Änderung des empfangenen Signals hinreichend 30 groß ist. Die Phasendifferenz $\Delta\phi_k$, die den höchsten Wert für die Korrelation $c(\Delta\phi_k)$ liefert, entspricht somit den I- und Q-Signalen mit der gleichen Phase, wobei zwischen diesen die folgende Gleichung erfüllt ist:

$$I(t_n) = kQ(t_n) \quad (8)$$

Der Koeffizient k gibt somit die Relation zwischen den Gesamtverstärkungen 35 der I- und Q-Zweige an, die vom Idealwert $k = 1$, bei dem die Phasen der I- und Q-Signale gleich sind, wesentlich abweichen kann. Da der Koeffizient

k nun bekannt ist, kann er im Signalprozessor 45 berücksichtigt werden. Anschließend wird die Phase der Oszillatoren 41 und 411 zueinander mit Hilfe der 90°-Synthesizerschaltung 46, z. B. unter Anwendung eines vorteilhaften Interpolationsverfahrens, das in der Patentveröffentlichung
5 US 5 079 520 beschrieben ist, modifiziert, wodurch die I- und Q-Signale in eine Phasenverschiebung von 90 Grad gebracht werden. Die Phasenverschiebung von 90 Grad wird dadurch erhalten, daß ein Steuersignal vom Signalprozessor 45 über den Controller 40 zur PLL-Synthesizerschaltung 46 geschickt wird. Anschließend wird der Emp-
10 fängerbetrieb in der für jedes betreffende Mobilfunksystem erforderlichen Weise gestartet. Die für die Oszillatoren 41 und 411 eingestellte Phasendifferenz bleibt fortan unverändert, da das Synthetisieren mit dem Synthesizer 46 nach dem Prinzip der Phasensynchronisation geschieht und die Oszillatoren 41 und 411 auf die gleiche Referenzfrequenz synchronisiert
15 werden.

Das obenbeschriebene Verfahren (empfangsseitig) und die in Fig. 4 gezeigte Kopplung sind vorteilhaft, da z. B. keine Notwendigkeit besteht, den Unterschied in der Verstärkung und die zwischen den I- und Q-Signalwegen des
20 RF-Signals in den Oszillatoren, Mischern oder den Kopplungen zwischen diesen auftretenden Phasenverschiebungen zu erkennen und deshalb während der Herstellung oder des Betriebs des Empfängers zu messen oder zu kompensieren.

25 Wenn der Sendebetrieb aktiv ist, wird die Arbeitsweise der in Fig. 4 gezeigten erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung modifiziert, so daß der Oszillator 411 unter Verwendung der Synthesizerschaltung 46 (der Steuerbefehl wird vom Signalprozessor 45 über den Controller 40 geliefert) auf die gewünschte Sendefrequenz f_{TX} wie etwa 890 MHz (somit: $f_{LQ} = f_{TX}$)
30 und der Synthesizer 41 auf eine solche Frequenz f_{LI} (die einen anderen Wert als auf der Empfangsseite besitzt), gesteuert werden, daß über den Mischer 47 und das Filter 48 (z. B. ein Tiefpaßfilter) eine geeignete Übertragungsfrequenz $f_S = f_{LI} - f_{TX}$ erhalten wird, die vorzugsweise irgendein Vielfaches der Zeichenfrequenz des Ausgangs ist. Im GSM-System
35 beispielsweise, bei dem die Zeichenfrequenz 270,8333 kbps beträgt, schließen bevorzugte Übertragungsfrequenzen die Vielfachen einer 13-MHz-Frequenz und von diesen speziell die 26,52- und 104 MHz-Frequenzen mit ein, wobei bei diesen Übertragungsfrequenzen der 2π -Phasenkreis in einen

ganzzahligen Teil zerlegt wird, der durch 4 teilbar ist (z. B. in 48 Teile für die 13-MHz-Frequenz, da $13 \text{ MHz}/48 = 270,8333 \text{ kHz}$), was bei der Implementierung einer amplitudenkonstanten QPSK-Modulation (QPSK = Quadrature Phase Shift Keying) vorteilhaft ist.

5

Die Phasenmodulation wird in Übereinstimmung mit den obenerwähnten Patentveröffentlichungen und gemäß Fig. 5 in der Synthesizerschaltung 46 implementiert. Das Verfahren und die Schaltung gemäß der Erfindung können verwendet werden, um beispielsweise den Vorteil zu erzielen, daß
10 weder die in Fig. 1 gezeigten Mischer 5, 6 und Addierer 7 noch irgendeine Phasenverschiebungskompensation oder Kompensation von Amplitudenabweichungen erforderlich sind, um das phasenmodulierte Sendesignal f_{TX} zu erzeugen.

15 Das obenbeschriebene Verfahren erleichtert außerdem die Implementierung eines Transceivers, der auf einer Frequenz (Ausgangs-/Empfangsfrequenz), die höher als die VCO-Frequenzen f_{LI} , f_{LQ} (41, 411, Fig. 4) ist, oder im wesentlichen auf zwei verschiedenen Frequenzen, wovon eine im wesentlichen eine VCO-Frequenz ist und die andere im wesentlichen die
20 Summe $f_{LI} + f_{LQ}$ der VCO-Frequenzen ist, betrieben wird. Diese Art von Hardwarearchitektur ist in Fig. 6 in der Weise gezeigt, daß die obenbeschriebenen Empfängerstrukturen und das Verfahren in Block 50 (in Fig. 4 durch gestrichelte Linien markiert) enthalten sind. Der Synthesizerblock 51 entspricht dem nicht modulierenden Synthesizer 41,
25 während der Block 56 dem modulierenden Synthesizer entspricht, der in Fig. 4 die Blöcke 46, 411 und 49 enthält, die Blöcke 52 und 521 den Multiplizierern 42 und 421 des Empfängers entsprechen, der Multiplizierer 57 dem Mischer 47 der Übertragungsfrequenz entspricht und das Filter 58 dem Filter 48 der Übertragungsfrequenz entspricht. Der in Fig. 6 gezeigte
30 Transceiver kann (in einem höheren und einem niedrigeren Frequenzbereich) in zwei Mobilfunksystemen, die auf verschiedenen Frequenzen betrieben werden, verwendet werden. Die niedrigere Empfangsfrequenz wird mit f_{RX} bezeichnet, die niedrigere Sendefrequenz mit f_{TX} , die höhere Empfangsfrequenz mit f_{RXU} und die höhere Sendefrequenz
35 mit f_{TXU} .

Im Empfangsbetrieb arbeiten die Synthesizer 51, 56 in einer Weise, die dem in Fig. 4 gezeigten Fall entspricht. Um die höhere Empfangsfrequenz f_{RXU} zu

empfangen, wird die lokale Frequenz f_{LI} als zweites Eingangssignal an den Multiplizierer 501 angelegt, während das Lokalfrequenz-Mischergebnis vom Ausgang des Multiplizierers an das Filter 502 (wie etwa ein Bandpaßfilter), dessen Mittenfrequenz in etwa der niedrigeren Empfangsfrequenz f_{RX} entspricht, angelegt wird, wobei aufgrund der Art des Mischens für die höhere

5 Empfangsfrequenz die folgende Gleichung gilt:

$$f_{RXU} = 2 \cdot f_{LI} = 2 f_{RX}. \quad (9)$$

Wenn auf der höheren Empfangsfrequenz f_{RXU} gearbeitet wird, wählt das

10 Element 503 (das ein steuerbarer Schalter wie etwa ein Transistor sein kann) auf der Grundlage des Signals zur Auswahl von Frequenzen FSEL die Frequenz f_{LI} als zweites Eingangssignal des Multiplizierers 501, während dann, wenn auf der niedrigeren Empfangsfrequenz f_{RX} gearbeitet wird, das

15 Element 503 eine Nullfrequenzkomponente an den zweiten Eingang des Multiplizierers 501 anlegt, wobei der Multiplizierer 501 lediglich als Verstärker des niedrigerfrequenten Signals f_{RX} dient. Das Steuersignal FSEL kann auch zur Steuerung der Arbeitsweise des Multiplizierers 501 verwendet werden, derart, daß die Verstärkung, die Bandbreite, das Rauschen und der Leistungsbedarf des Transceivers den auf den jeweiligen

20 Empfangsfrequenzen f_{RX} und f_{RXU} erforderlichen Werten entsprechen.

Bei Betrachtung der in Fig. 7 gezeigten Frequenzen des GSM-Systems und des DCS-1800-Systems (das in der Figur mit DCS bezeichnet ist) ist erkennbar, daß der GSM-Empfang einen Betrieb der Synthesizer 51, 56 auf

25 Frequenzen von 935-970 MHz erfordert, während das DCS-1800-System entsprechend einen Betrieb auf Frequenzen von 902,5-940 MHz erfordert (Hälfte der Frequenz), d. h., daß der empfangsseitig erforderliche kombinierte Frequenzbereich für beide Synthesizer 51, 511 und für das Bandpaßfilter 502 902,5-970 MHz beträgt.

30 Bei Übertragung der Arbeitsweise auf die höhere Sendefrequenz f_{TXU} wird die Summe $f_{LI} + f_{LQ}$ der Ausgangsfrequenzen der Synthesizer 51 und 56 als Sendesignal f_{TXU} unter Verwendung des Filters 59 aus dem Ausgangssignal des Mischers 57 ausgewählt, während das Filter 58 verwendet wird, um

35 aus dem Ausgangssignal des Mischers 57 die Differenz $f_{LQ} - f_{LI}$ der Frequenzen der Synthesizer 51, 56 zur Modulation in die gewünschte Übertragungsfrequenz f_2 der PLL-Synthesizerschaltung auszuwählen, d. h.,

daß im Sendezustand die Frequenzen der folgenden Gruppe von Gleichungen genügen:

$$|f_{LQ} - f_{LI}| = f_2, f_{LI} + f_{LQ} = f_{TXU} \quad (10)$$

- 5 Beim Senden auf der niedrigeren Sendefrequenz f_{TX} arbeiten die Synthesizer 51, 56, der Mischer 57 und das Filter 58 aus Fig. 6 in einer Weise, die jener, die oben im Zusammenhang mit Fig. 4 beschrieben wurde, entspricht. Die Frequenzen in Fig. 7 erfordern, daß das Senden im GSM-System innerhalb des Bereichs von 890-925 MHz stattfindet. Unter der
 10 Annahme, daß die Offset-Frequenz $f_S = f_{LI} - f_{TX} = 52$ MHz beträgt, beträgt der Frequenzbereich des Synthesizers 51 im Sendezustand beim GSM-System 942-977 MHz oder 838-837 MHz. Bei Verwendung einer Übertragungsfrequenz von 52 MHz, werden beim DCS-System im Sendezustand als Frequenzen der Synthesizer die folgenden Frequenzen
 15 erhalten:

$$\begin{aligned} f_{LI}(51): & \quad 829-866,5 \text{ MHz} \\ f_{LQ}(511): & \quad 881-918,5 \text{ MHz} \end{aligned}$$

- In diesem Fall beträgt die Übertragungsfrequenz $f_2 = f_{LQ} - f_{LI}$ stets 52 MHz,
 20 während f_{TXU} am unteren Frequenzrand $f_{LI} + f_{LQ} = 1710$ MHz und an der oberen Grenze $f_{LI} + f_{LQ} = 1785$ MHz beträgt. Entsprechend beträgt der Empfangsfrequenzbereich von Teilnehmereinrichtungen beim PCS-1900-System der Vereinigten Staaten 1930-1990 MHz, während der Sendefrequenzbereich 1850-1910 MHz beträgt. Ferner werden bei
 25 Verwendung einer 52-MHz-Übertragungsfrequenz im Empfangszustand $f_{LI} = f_{LQ} = 965-995$ MHz als Frequenzen erhalten und im Sendezustand:

$$\begin{aligned} f_{LI}(51): & \quad 899-929 \text{ MHz} \\ f_{LQ}(511): & \quad 951-981 \text{ MHz} \end{aligned}$$

- 30 Wenn höhere Frequenzen verwendet werden, wird ein 200-kHz- Kanalzwischenbereich der DCS-1800- und PCS-1900-Systeme verwirklicht, so daß sowohl f_{LI} als auch f_{LQ} in jedem Kanalzwischenbereich um 100 kHz modifiziert werden. Die Zusammenfassung der obenerwähnten Synthesizerfrequenzen ist in Fig. 8 gezeigt. Wie aus der Figur ersichtlich ist,
 35 können die Frequenzen sämtlicher als Beispiele erwähnten Systeme durch

Verwendung eines erfindungsgemäßen Transceivers implementiert werden, wobei die Frequenzbereiche ihrer Synthesizer wie folgt sind:

$f_L(51)$: 829-866,5 MHz, 899-995 MHz
 $f_{LQ}(511)$: 881-995 MHz

5

Die Lösung nach Fig. 6 ist vorteilhaft, wenn eine I/Q-Transceivereinrichtung implementiert wird, die auf höheren Frequenzen arbeitet, da zur Implementierung des Empfangs lediglich der erste Mischer 501 des Empfängers und zur Implementierung des Sendens zur Erzeugung
10 des modulierten Sendesignals f_{TXU} lediglich der Übertragungsfrequenzmischer 57 und das Filter 59 für einen Betrieb auf höheren Frequenzen geeignet sein müssen. Dies ist ein großer Vorteil bei Einrichtungen, die in 2-GHz-Frequenzbereichen betrieben werden, wobei außerdem die Einrichtung trotz der Tatsache, daß sie lediglich mit geringen
15 Ergänzungen versehen ist, für einen Betrieb in zwei verschiedenen Frequenzbereichen, wovon der höhere vorzugsweise im Vergleich zum niedrigeren in etwa das Doppelte beträgt, geeignet ist. Ferner weist diese Einrichtung außerdem dieselben Vorteile hinsichtlich der Herstellung wie die Einrichtung in Fig. 4 auf.

20

Besonders geeignete praktische Anwendungen des oben offenbarten Verfahrens und der oben offenbarten Einrichtung sind Funkgeräte gemäß dem GSM-Standard, die auf der 900-MHz-Frequenz betrieben werden, Funkgeräte gemäß dem DCS-1800-Standard, die auf der 1,8-GHz-Frequenz
25 betrieben werden oder Funkgeräte, die in beiden Systemen betrieben werden, sowie die vorteilhafte Kombination von 900-MHz-GSM-Mobilfunkstationen und drahtlosen DECT-Mobilfunkstationen, die in einem Funkgerät auf Frequenzen von 1880-1900 MHz betrieben werden. Bei Anwendung der Erfindung können Funkgeräte implementiert werden, die
30 auf verschiedenen Frequenzen arbeiten und verschiedene Modulationen anwenden. Ferner vermeiden das Verfahren und der Transceiver gemäß der Erfindung das Betreiben von Frequenzen, die das Zweifache der Empfangsfrequenz betragen, wenn beim Empfang die Phasendifferenz der I- und Q-Signale gebildet wird, so daß die gewünschte 90°-Phasendifferenz
35 genau erhalten wird.

Patentansprüche

1. Transceiver, der ein komplexes I/Q-Signal auf einer Sendefrequenz (f_{TX} , f_{TXU}) erzeugt und auf einer Empfangsfrequenz (f_{RX} , f_{RXU}) empfängt,
5 wobei der Empfänger umfaßt
 - einen ersten Zweig zum Verarbeiten der I-Komponente des empfangenen Signals,
 - einen zweiten Zweig zum Verarbeiten der Q-Komponente des empfangenen Signals,
 - 10 - wobei der erste Zweig einen ersten Mischer (42; 52) zum Mischen der I-Komponente des empfangenen Signals in ein niedrigerfrequentes I-Signal enthält und
 - wobei der zweite Zweig einen zweiten Mischer (421; 521) zum Mischen der Q-Komponente des empfangenen Signals in ein niedrigerfrequentes
 - 15 Q-Signal enthält, **dadurch gekennzeichnet**, daß er umfaßt
 - einen ersten Frequenzsynthesizer (41; 51) zum Bilden eines ersten Mischersignals (f_{LI}) für den ersten Mischer (42; 52) zum Mischen der I-Komponente in das I-Signal und
 - einen zweiten Frequenzsynthesizer (411, 49; 46, 56) zum Bilden eines
 - 20 zweiten Mischersignals (f_{LQ}) für den zweiten Mischer (421; 521) zum Mischen der Q-Komponente in das Q-Signal sowie
 - Steuerungsmittel (45), um nach dem Orten des auf der Empfangsfrequenz zu empfangenden Signals zuerst das erste (f_{LI}) und das zweite (f_{LQ}) Mischersignal so zu steuern, daß sie die gleiche Phase
 - 25 hinsichtlich ihrer Mischeffekte besitzen, und anschließend, nachdem festgestellt wurde, daß die niedrigerfrequenten I- und Q-Signale in Phase sind, beim Empfang von Signalen das erste (f_{LI}) und das zweite (f_{LQ}) Mischersignal in ihren Mischeffekten in eine Phasenverschiebung von 90 Grad zueinander zu steuern, um die niedrigerfrequenten I- und Q-Signale in
 - 30 eine Phasenverschiebung von 90 Grad zueinander zu bringen.
-
2. Transceiver nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, daß er in seinem Sendeteil umfaßt:
 - einen dritten Mischer (47; 57) zum Mischen des ersten (f_{LI}) und des
 - 35 zweiten (f_{LQ}) Mischersignals in ein höherfrequentes Sendesignal (f_{TXU}),
 - einen ersten Ausgang zum Bereitstellen des höherfrequenten Sendesignals (f_{TXU}) als Ausgangssignal und

- einen zweiten Ausgang zum Bereitstellen des zweiten Mischersignals (f_{LQ}) als niedrigerfrequentes Sendesignal (f_{TX}).
3. Transceiver nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, daß er ferner
- 5 empfangsseitig vor dem Mischer des ersten (42; 52) und des zweiten (421; 521) Zweigs umfaßt
- einen vierten Mischer (501) zum Mischen des höherfrequenten Empfangssignals (f_{RXU}) in eine niedrigere Empfangsfrequenz (f_{RX}) unter Verwendung des ersten Mischersignals (f_{LI}), während der Empfänger auf der
 - 10 höheren Empfangsfrequenz (f_{RXU}) arbeitet, und
 - ein Nullfrequenzsignal (VDC) als Mischsignal des vierten Mixers (501), während der Empfänger auf der niedrigeren Empfangsfrequenz (f_{RX}) arbeitet.
- 15 4. Transceiver nach Anspruch 2, **dadurch gekennzeichnet**, daß der zweite Frequenzsynthesizer einen in Kaskade geschalteten spannungsgesteuerten Oszillator (411) und eine denselben steuernde phasenstarre Synthesizerschaltung (46), die die Frequenz- und Phasenmodulation des zweiten Mischersignals (f_{LQ}) als Eingang auf der
- 20 Grundlage des empfangenen Steuersignals (461, 462) bewirkt, umfaßt und daß er sendeseitig außerdem Mittel (48; 58) zum Auswählen der Differenzfrequenz (f_2 , f_s) des ersten (f_{LI}) und des zweiten (f_{LQ}) Mischersignals vom Ausgang des dritten Mixers (47; 57) und zum Bereitstellen der Differenzfrequenz (f_2 , f_s) als Steuersignal (462) an die
- 25 phasenstarre Synthesizerschaltung (46) umfaßt.
5. Transceiver nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, daß die Steuerungsmittel (45) den zweiten Frequenzsynthesizer (411, 49, 46; 56) so steuern, daß beim Empfang von Signalen die Phase des zweiten
- 30 Mischersignals (f_{LQ}) in seinem Mischeffekt in bezug auf das erste Mischersignal (f_{LI}) in eine Phasenverschiebung von 90 Grad gesteuert wird, um die niedrigerfrequenten I- und Q-Signale in eine Phasenverschiebung von 90 Grad zueinander zu bringen.
- 35 6. Verfahren zum Modulieren und Mischen eines komplexen I/Q-Signals in eine Sendefrequenz (f_{TX} , f_{TXU}) und eine Empfangsfrequenz (f_{RX} , f_{RXU}), das umfaßt

- Verarbeiten der I-Komponente des empfangenen Signals in einem ersten Zweig,
 - Verarbeiten der Q-Komponente des empfangenen Signals in einem zweiten Zweig,
- 5 - Mischen der I-Komponente des empfangenen Signals im ersten Zweig in ein niedrigerfrequentes I-Signal und
- Mischen der Q-Komponente des empfangenen Signals im zweiten Zweig in ein niedrigerfrequentes Q-Signal, **dadurch gekennzeichnet**, daß empfangsseitig die folgenden Schritte durchlaufen werden:
- 10 - ein erster Frequenzsynthesizer (41, 51) bildet ein erstes Mischersignal (f_{LI}), das verwendet wird, um die I-Komponente des empfangenen Signals in ein niedrigerfrequentes I-Signal zu mischen, und
- ein zweiter Frequenzsynthesizer (411, 49, 46; 56) bildet ein zweites Mischersignal (f_{LQ}), das verwendet wird, um die Q-Komponente des
- 15 empfangenen Signals in ein niedrigerfrequentes Q-Signal zu mischen, und
- das erste (f_{LI}) und das zweite (f_{LQ}) Mischersignal werden nach dem Orten des auf der Empfangsfrequenz zu empfangenden Signals zuerst in die gleiche Phase in ihren Mischeffekten gesteuert, wodurch das niedrigerfrequente I-Signal und das niedrigerfrequente Q-Signal nach dem
- 20 Mischen die gleiche Phase besitzen, und
- anschließend, nachdem festgestellt wurde, daß die niedrigerfrequenten I- und Q-Signale in Phase sind, werden die Mischersignale (f_{LI} , f_{LQ}) in eine Phasenverschiebung von 90 Grad zueinander gesteuert, wodurch das niedrigerfrequente I-Signal und das niedrigerfrequente Q-Signal nach dem
- 25 Mischen eine Phasenverschiebung von 90 Grad zueinander besitzen.
7. Verfahren nach Anspruch 6, **dadurch gekennzeichnet**, daß die Phase des zweiten Mischersignals (f_{LQ}) in bezug auf das erste Mischersignal (f_{LI}) um 90 Grad verändert wird.
- 30
8. Verfahren nach Anspruch 6, **dadurch gekennzeichnet**, daß sendeseitig zum Bilden zweier verschiedener Sendefrequenzen die folgenden Schritte durchlaufen werden:
- das erste (f_{LI}) und das zweite (f_{LQ}) Mischersignal werden gemischt (47;
- 35 57), um daraus das Summensignal zu bilden und dieses als Ausgang bereitzustellen, wenn auf der ersten, höheren Sendefrequenz (f_{TXU}) gearbeitet wird, und

- lediglich eines der Mischersignale (f_{LI} oder f_{LQ}) wird als Ausgang bereitgestellt, wenn auf der zweiten, niedrigeren Sendefrequenz (f_{TX}) gearbeitet wird.
- 5 9. Verfahren nach Anspruch 6, **dadurch gekennzeichnet**, daß ferner empfangsseitig zum Empfangen zweier verschiedener Empfangsfrequenzen vor dem Mischen der I- und Q-Komponenten des empfangenen Signals in niedrigerfrequente I- und Q-Signale die folgenden Schritte durchlaufen werden:
- 10 - das höherfrequente Empfangssignal (f_{RXU}) wird unter Verwendung des ersten Mischersignals (f_{LI}) in eine niedrigere Empfangsfrequenz (f_{RX}) gemischt (501), während der Empfänger auf der höheren Empfangsfrequenz (f_{RXU}) arbeitet, und
- das Empfangssignal wird unter Verwendung eines Nullfrequenzsignals (VDC) gemischt (501), während der Empfänger auf der niedrigeren Empfangsfrequenz (f_{RX}) arbeitet.
- 15
10. Verfahren nach Anspruch 8, **dadurch gekennzeichnet**, daß ferner sendeseitig zum Modulieren der Sendefrequenz (f_{TX} , f_{TXU}) die folgenden
- 20 Schritte durchlaufen werden:
- die Differenzfrequenz (f_2 , f_3) des ersten (f_{LI}) und des zweiten (f_{LQ}) Mischersignals wird aus deren Mischergebnis ausgewählt, und
 - die Differenzfrequenz (f_2 , f_3) wird verwendet, um die Frequenz- und Phasenmodulation des zweiten Mischersignals (f_{LQ}) zu steuern.

13.10.01

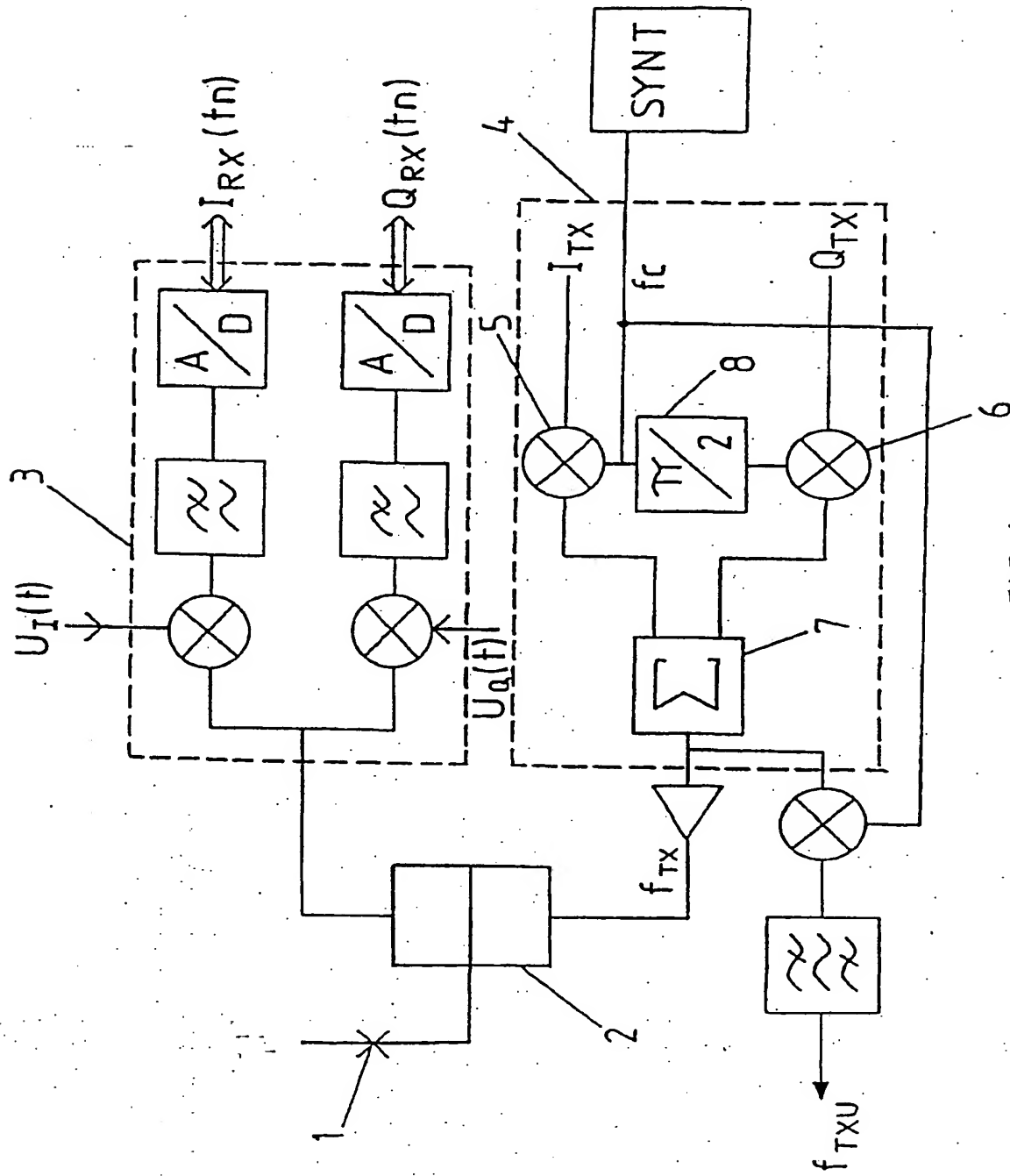


FIG. 1

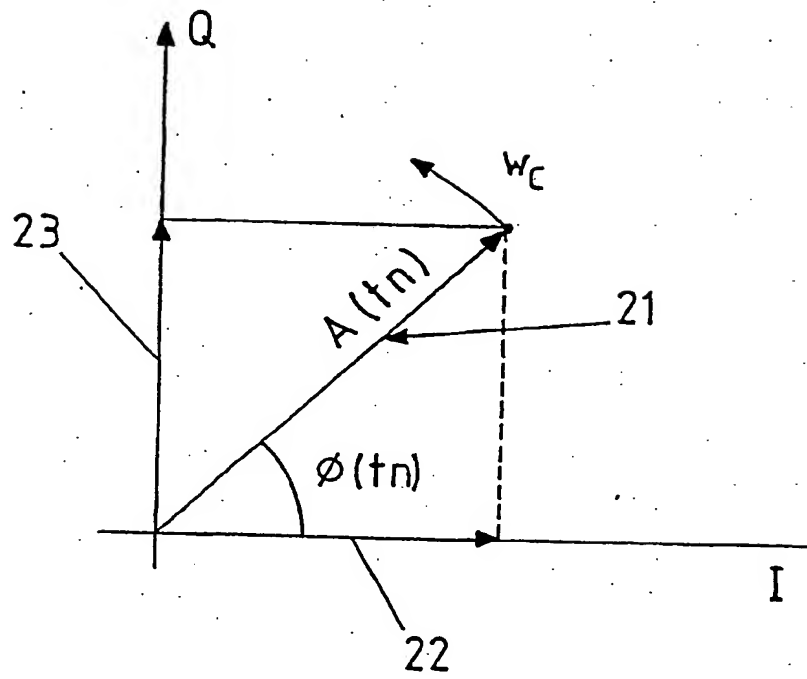


FIG. 2

13.12.01

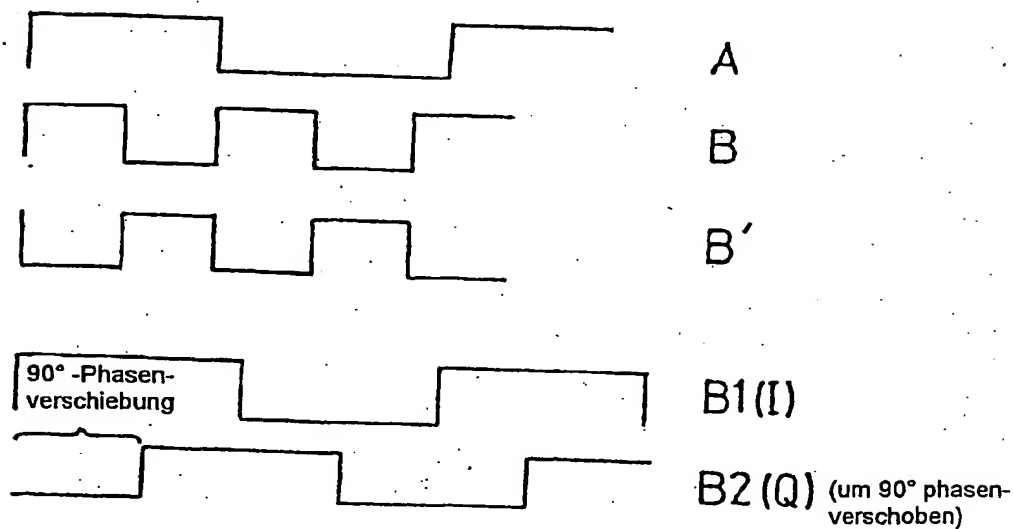
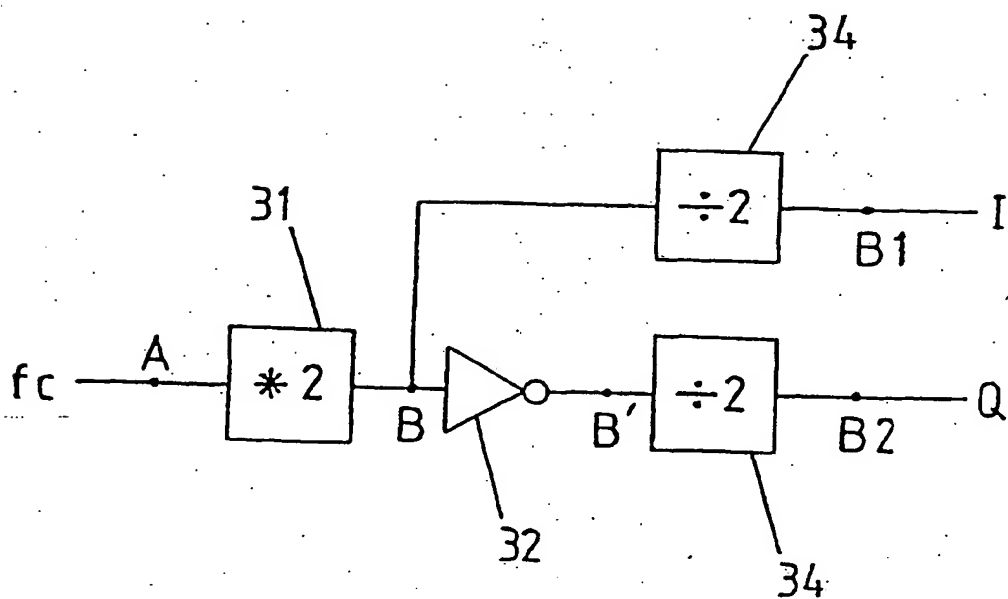


FIG. 3b

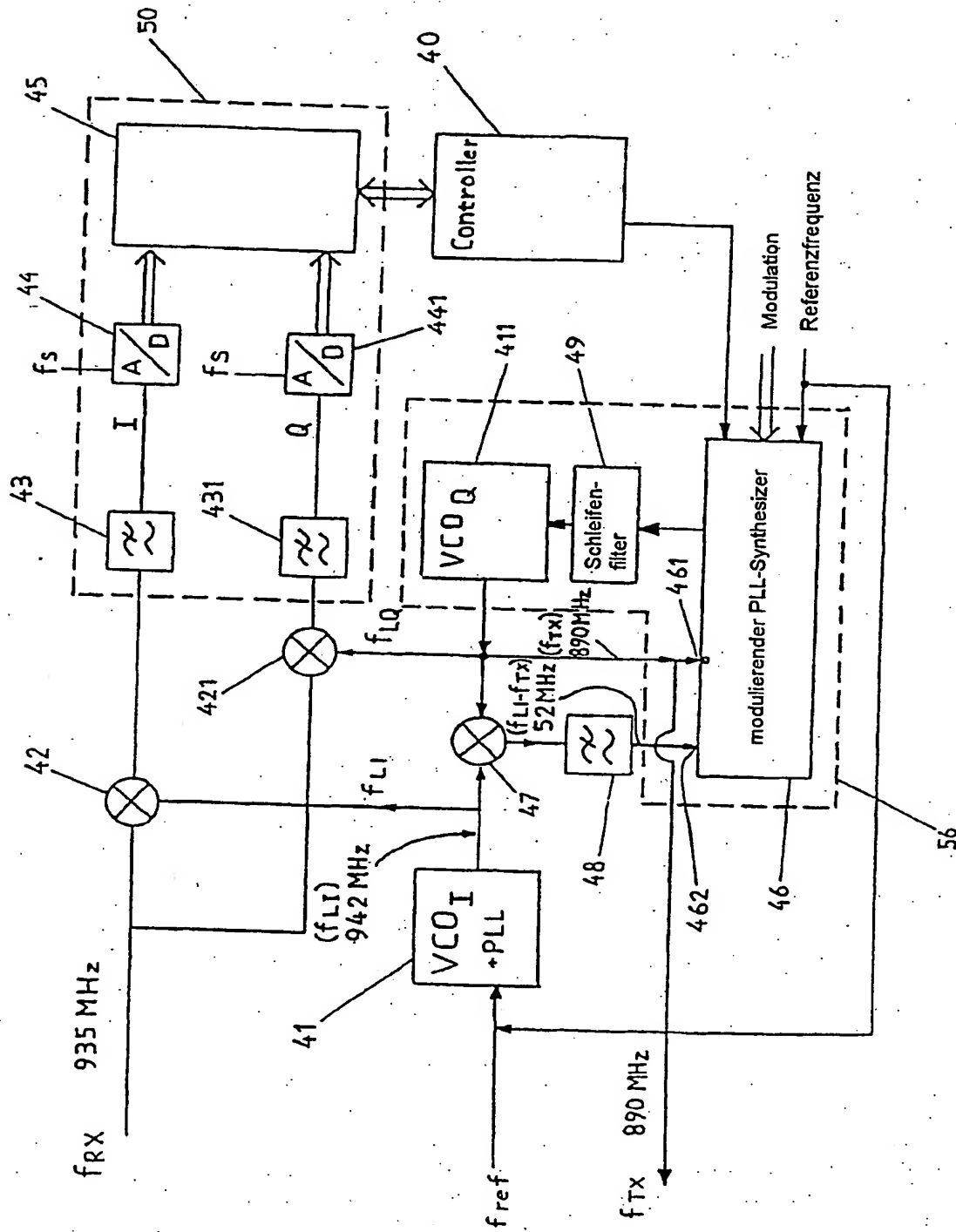


FIG. 4

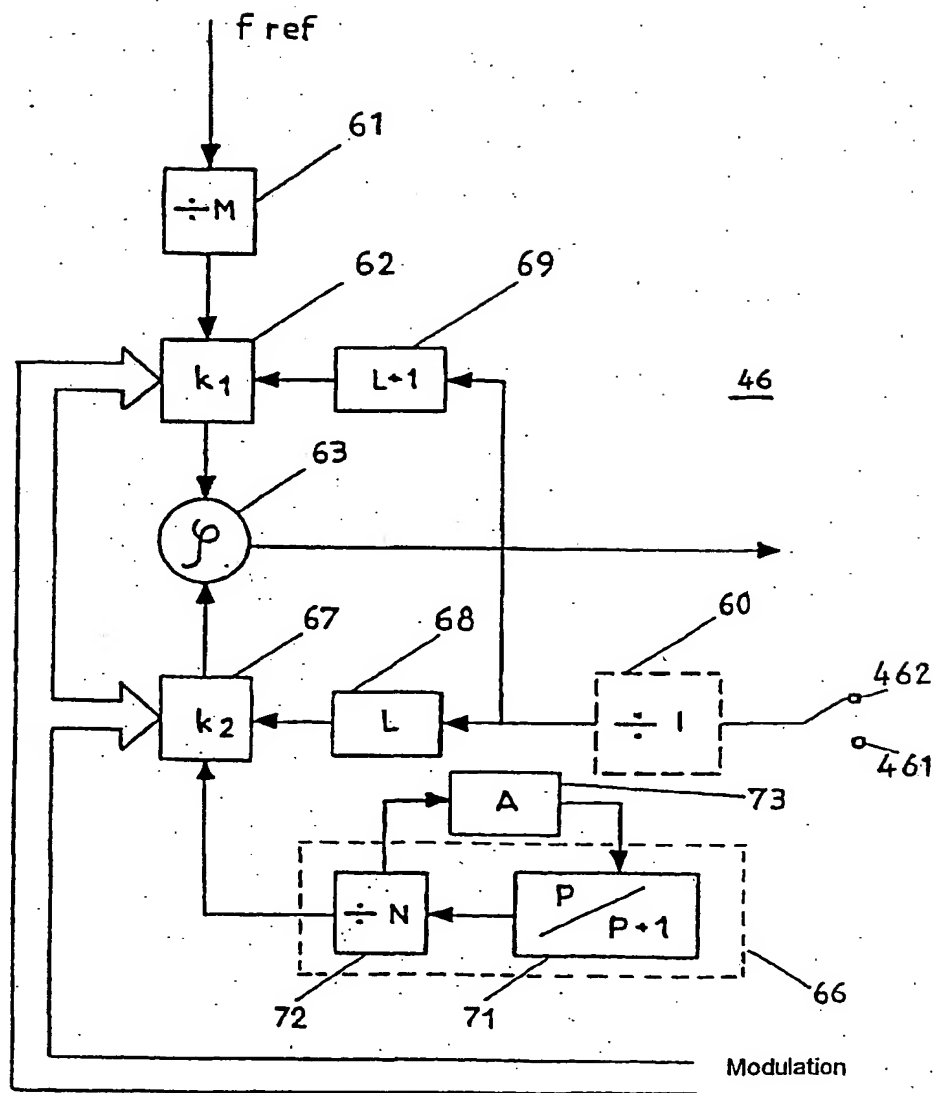


FIG. 5

13.12.01

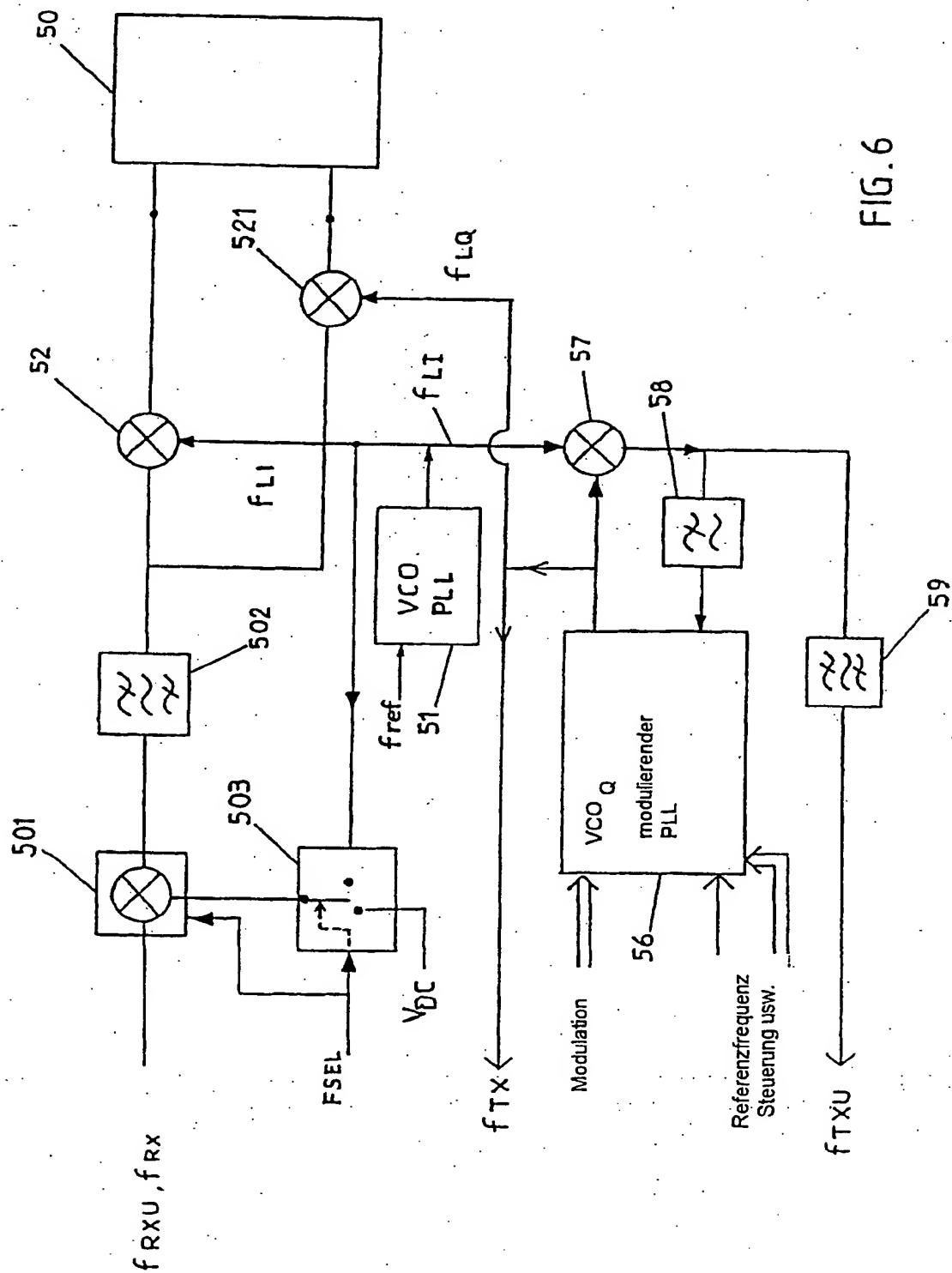


FIG. 6

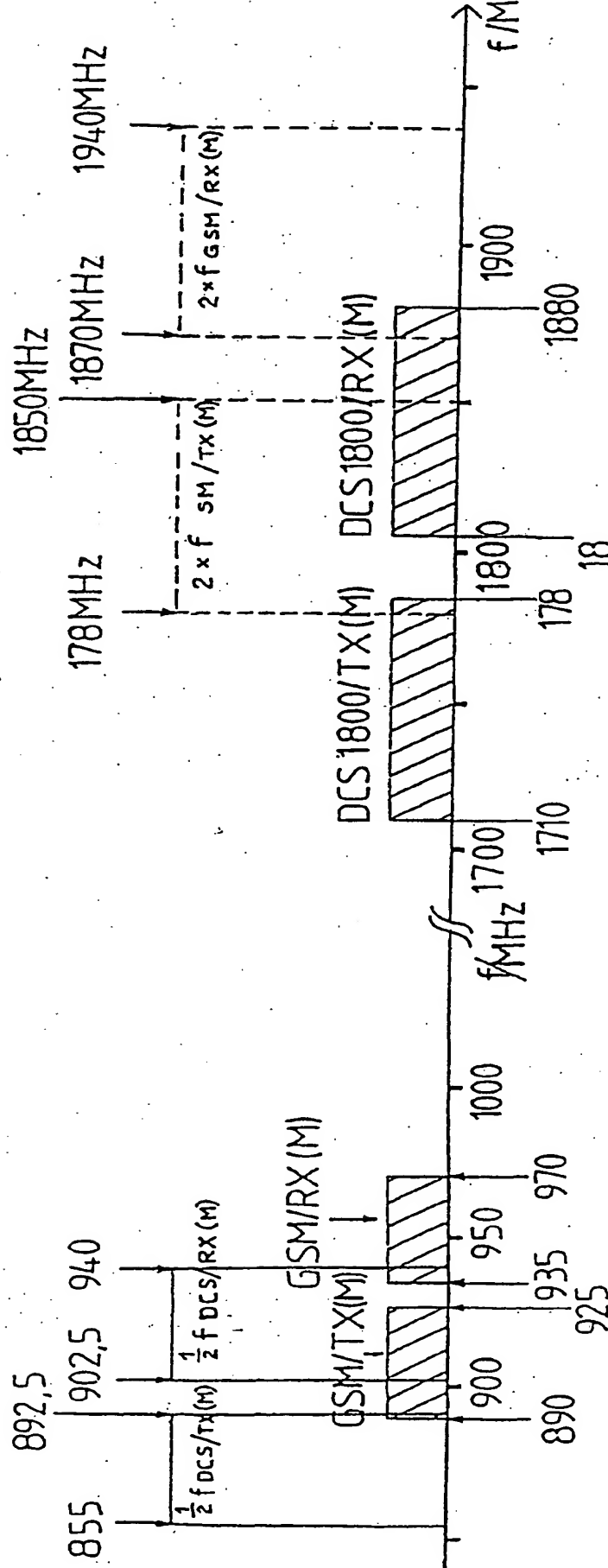


FIG. 7

0330

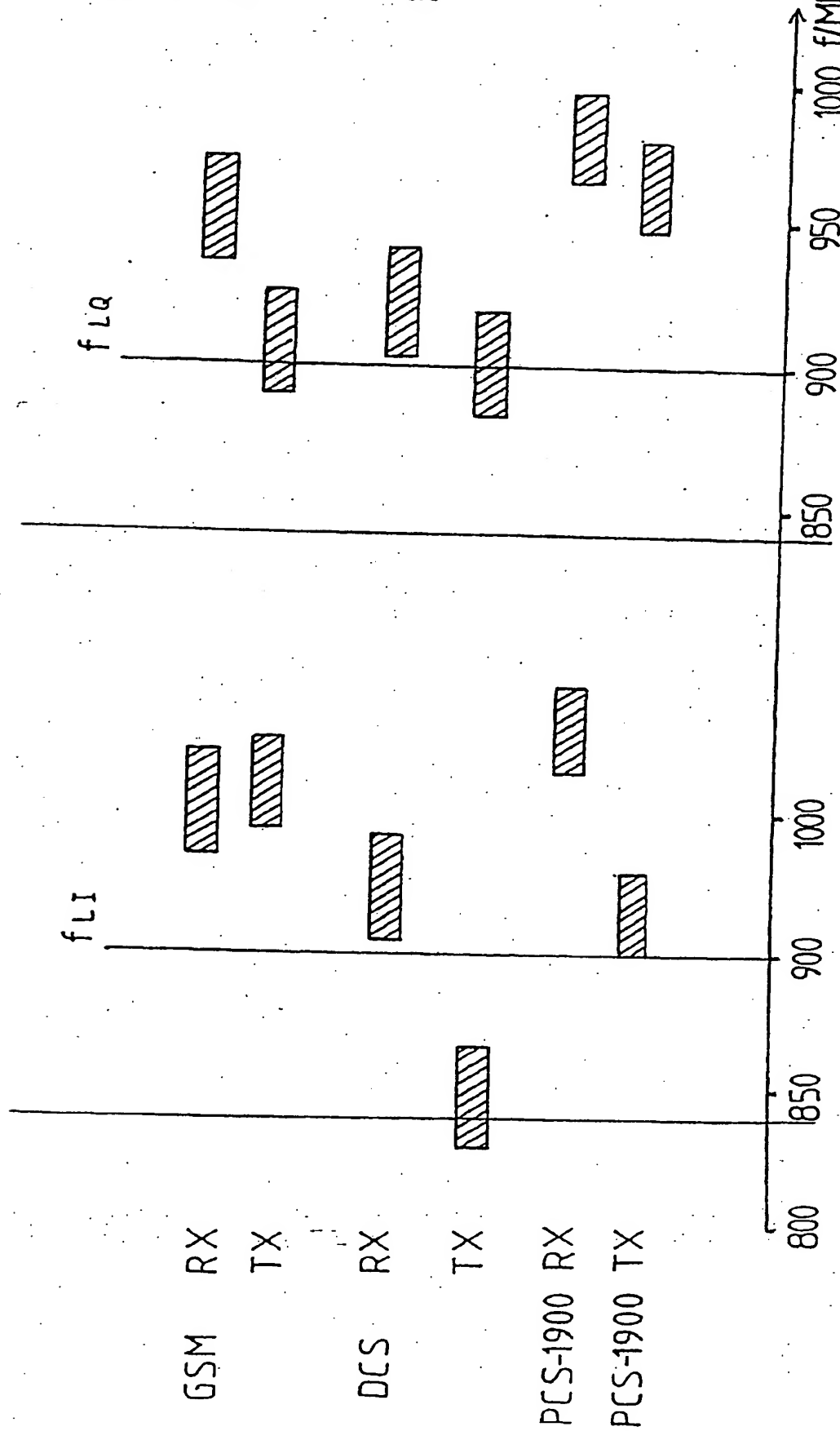


FIG. 8